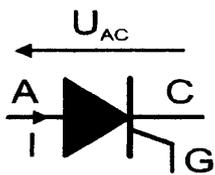


PARTIE 2

2 ÉTUDE DU CONVERTISSEUR À THYRISTORS

2.1 Rappel sur les thyristors

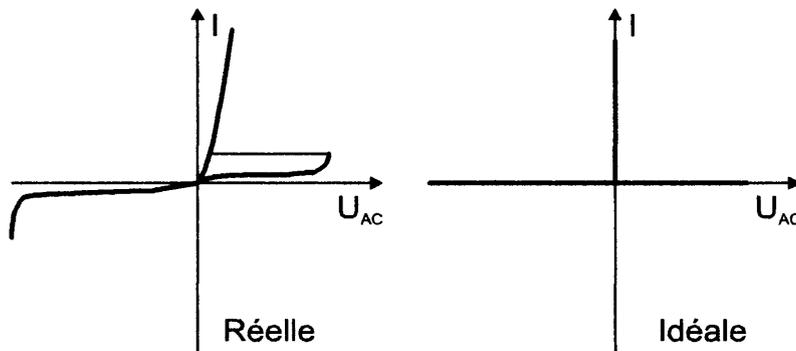
2.1.1 En nommant les électrodes d'un thyristor classique, préciser le sens du courant et ses règles d'allumage (amorçage) et d'extinction. Représenter le diagramme idéal I(V) d'un tel composant.



Le thyristor est un élément redresseur contrôlable. Il conduit le courant dans le sens anode cathode (A-C) seulement si l'on a appliqué une **impulsion d'allumage** à la gâchette G. La direction cathode anode (A-C) est toujours bloquante. L'**allumage** s'effectue à l'aide d'une impulsion positive entre gâchette et cathode (G-C), à condition que la tension anode cathode soit positive ($U_{AC} > 0$). L'**extinction** du courant est réalisé par le passage à 0 de ce

dernier, à condition que la tension entre anode et cathode soit négative ($U_{AC} < 0$) immédiatement après le blocage du thyristor et ceci pendant un laps de temps (10 à 200 μs , selon le type de thyristor).

La caractéristique idéale suppose que la chute de tension entre anode et cathode en fonctionnement conducteur est nulle ($U_{AC} = 0$), et que le courant en fonctionnement bloqué est nul ($I = 0$).



2.2 Étude du pont tête seul

2.2.1 Représenter sur le graphe (a), la tension partielle V_{T1} . De même, représenter la tension partielle V_{T2} .

La tension partielle V_{T1} se compose de secteurs sinusoïdaux des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 , en correspondance avec la conduction de T_1 , T_2 et T_3 . Le thyristor conduisant est connecté à la tension d'alimentation **la plus positive**, à condition qu'il ait reçu une impulsion d'allumage sur sa gâchette. L'instant d'allumage est fixé par l'angle de retard d'allumage ψ_T qui est mesuré à partir de l'intersection de deux tensions simples **positives**. C'est ainsi que le thyristor T_1 s'allume à

l'angle $\theta_1 = \frac{\pi}{6} + \psi_T$ et suit le secteur de sinusoïde V_1 , jusqu'à ce que le thyristor T_2 s'allume à

l'angle $\theta_2 = \frac{5\pi}{6} + \psi_T$, etc. Dans ce problème nous ne n'étudierons pas la cause d'extinction de T_1

quand T_2 s'allume, etc.

De même, la tension partielle V_{T2} se compose de secteurs sinusoïdaux des tensions simples V_1 , V_2 et V_3 , en correspondance avec la conduction de T'_1 , T'_2 et T'_3 . Le thyristor conduisant est connecté à la tension d'alimentation **la plus négative**, à condition qu'il ait reçu une impulsion d'allumage sur sa gâchette. L'instant d'allumage est fixé par l'angle de retard d'allumage ψ_T qui est mesuré à partir de l'intersection de deux tensions simples **négatives**. C'est ainsi que le thyristor T'_3

s'allume à l'angle $\theta'_3 = \frac{\pi}{2} + \psi_T$ et suit le secteur de sinusoïde V_3 , jusqu'à ce que le thyristor T'_1

s'allume à l'angle $\theta'_2 = \frac{7\pi}{6} + \psi_T$, etc.

Le tracé sur le document réponse DR2 montre ces deux tensions V_{T1} et V_{T2} .

2.2.2 Indiquer sur le graphe (b) de DR2, les conductions des thyristors de la partie supérieure du pont et celles de la partie inférieure.

Les conduction des thyristors se déduisent immédiatement de la question précédente. Ainsi T_1 s'allume à θ_1 , T_2 à θ_2 , T_3 à θ_3 , etc. On a, pour le pont supérieur, la séquence cyclique T_1, T_2, T_3 , etc.

et pour le pont inférieur la séquence T'_1, T'_2, T'_3 . Chaque thyristor conduit pendant $\frac{2\pi}{3}$.

- Quelles précautions faut-il prendre pour être sûr qu'initialement, un courant circule dans le pont ?

Si à un instant donné un seul thyristor est allumé, T_1 par exemple, le circuit n'est pas fermé, donc aucun courant ne peut circuler. Il faut prendre soin qu'à chaque instant il faut qu'un thyristor soit allumé dans chaque pont. De plus, il faut qu'ils appartiennent à deux phases différentes. Donc à la mise en marche, il faut envoyer la même impulsion sur **deux gâchettes**, par exemple sur T'_2 et T_1 car T'_2 doit être allumé au moment de l'allumage de T_1 .

2.2.3 Montrer que la tension de sortie U_T est obtenue à partir d'un système hexaphasé, dessiné sur le graphe (c) de DR2. Représenter U_T sur le graphe (c). Quelle est sa période ?

La tension U_T est le potentiel entre les deux branches du pont c'est donc la différence entre V_{T1} et V_{T2} . Par conséquent, à un instant donné, elle est constituée de l'arc de sinusoïde de la tension composée obtenue entre les deux phases des tensions simples concernées par les thyristors conducteurs. Par exemple entre les instants θ_1 et θ'_3 , ce sont les tensions simples V_1 et V_2 qui sont en jeu. La tension composée est alors U_{12} .

L'allure de la tension U_T résultante est montré sur le document réponse DR2.

La période correspond à la « durée » entre deux commutations de thyristors, soit :

$$\theta'_3 - \theta_1 = \frac{\pi}{2} + \psi_T - \frac{\pi}{6} - \psi_T = \frac{\pi}{3}$$

$$T = \frac{\pi}{3\omega}$$

2.2.4 Calculer l'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie $\langle U_T \rangle$, en fonction de l'angle de retard à l'allumage, ψ_T . En déduire la valeur crête \hat{V} des tensions d'alimentation qui permettrait d'obtenir $\langle U_T \rangle_{MAX} = 720$ V.

La « période » étant $\frac{\pi}{3}$, on obtient la tension moyenne $\langle U_T \rangle$ par intégration de U_T la tension sur

l'intervalle $\frac{\pi}{6} + \psi$ à $\frac{\pi}{6} + \psi + \frac{2\pi}{6}$ ou $-\frac{\pi}{6} + \psi$ à $\frac{\pi}{6} + \psi$

Alors :, avec $\hat{U} = \sqrt{3} \cdot \hat{V}$

$$\langle U_T \rangle = \frac{6 \cdot \hat{U}}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(\psi) + \sin(\psi) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(\psi) - \sin(\psi) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right]$$

$$\langle U_T \rangle = \frac{6 \cdot \hat{U}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(\psi)$$

Cette expression est maximale pour $\psi = 0$; alors $U_{T_{\max}} = \frac{6 \cdot \hat{U}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3}{\pi} \cdot \hat{U}$

D'où pour avoir $U_{T_{\max}} = 720 \text{ V}$, on a $\hat{U} = 754 \text{ V}$ et $\hat{V} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{3}} = 435 \text{ V}$

2.2.5 Le pont tête est commandé à partir d'une tension $U_{\text{cons}} = \pm 12 \text{ V}$. Indiquer la fonction qu'il faut introduire dans la commande pour que $\frac{\langle U_T \rangle}{U_{\text{cons}}}$ soit linéaire.

Il faut introduire une fonction **arc cosinus**. Le gain en tension est alors de $\frac{720}{12} = 60$.

2.3 Électronique de commande des thyristors

2.3.1 Représenter sur le document DR3 (a), les formes des signaux Cc et Ca.

Voir le document réponse DR3.

La tension de commande U_{cons} est comparée avec une tension de référence sinusoïdale U_r . Cette dernière est obtenue du réseau alternatif qui alimente le convertisseur. Les passages par zéro de la différence $U_{\text{cons}} - U_r$ sont détectés par le comparateur 1 (voir le signal Cc) et transformé en impulsions Ca par le monostable 2. Il faut que la durée de l'impulsion soit inférieure à la période du signal.

- Donner l'expression de ψ en fonction de U_{cons} et de \hat{U}_r .

D'après la figure (a) de DR3, on voit que $\hat{U}_r \cos(\psi_T) = U_{\text{cons}}$ et par conséquent :

$$\psi_T = \arccos\left(\frac{U_{\text{cons}}}{\hat{U}_r}\right)$$

- Montrer que la loi mentionnée au paragraphe 2.2.5 est satisfaite par cette équation.

On a bien une fonction arc cos, comme souhaité. En remplaçant ψ par sa valeur, on aura :

$$\langle U_T \rangle = \frac{3 \cdot \hat{U}}{\pi} \left(\frac{U_{\text{cons}}}{\hat{U}_r} \right)$$

- Peut-on obtenir la pleine dynamique des angles de retard avec ce système ? Justifier.

Pour assurer une intersection correcte entre U_{cons} et U_r , la variation de U_{cons} est limitée à, par exemple $\pm 0,95 \hat{U}_r$. On ne peut donc pas avoir un angle de retard très faible.

2.3.2 Représenter sur le document réponse DR3 le réseau de connexions existant entre les sorties des monostables et les entrées des portes OU.

On a vu au § 2.2.2 qu'il faut s'assurer la conduction simultanée de deux thyristors. Le document réponse DR3 (b) montre l'interconnexion des entrées des portes OU qui permet l'allumage simultané de deux thyristors.

- *Établir les relations existant entre les tensions de références U_{r1} , U_{r2} , U_{r3} , U'_{r1} , U'_{r2} , U'_{r3} et les tensions V_1 , V_2 , V_3 de l'alimentation du pont.*

L'observation de la figure du haut du document réponse, montre que l'origine du retard pour l'allumage de T1 est en opposition de phase avec la tension $V_2 = \hat{V} \cdot \cos(\theta)$. Il faut donc que U_{r1} soit proportionnel avec cette tension, avec un facteur négatif. On effectue le même raisonnement pour les autres tensions de références.

$$\begin{aligned} U_{r1} &= -\alpha V_2 & U'_{r1} &= +\alpha V_2 \\ U_{r2} &= -\alpha V_3 & U'_{r2} &= +\alpha V_3 \\ U_{r3} &= -\alpha V_1 & U'_{r3} &= +\alpha V_1 \end{aligned}$$

- *Donner les valeurs numériques. Comment peut-on pratiquement réaliser ce dispositif ?*

On donne $U_{\text{cons}} = \pm 12 \text{ V}$. Il faut donc que $\hat{U}_{r1} = \frac{1}{0,95} \cdot U_{\text{cons-max}} = 12,63 \text{ V}$

On a trouvé ci-dessus que $\hat{V} = 435 \text{ V}$, donc $\alpha = \frac{\hat{U}_{r1}}{\hat{V}} = \frac{12,43}{435}$

$$\alpha = 0,029$$

Comme on a des facteurs négatifs, il faut pouvoir inverser les tensions. On peut obtenir ce résultat avec trois transformateurs abaisseurs à double secondaire, branché sur les tensions primaires du réseau.

2.3.3 En guise de conclusion, que pensez-vous du système de commande décrit ci-dessus ?

Système complexe, car on multiplie par 6 le nombre de voies de traitement.

- *Un microprocesseur (micro-contrôleur) est-il utilisable pour réaliser un système de commande numérique ?*

On peut bien sûr utiliser un système à base de microprocesseur (micro-contrôleur). De cette façon, le câblage est bien plus simple et les modifications plus aisées.

- *Quelles difficultés faudra-t-il résoudre dans ce cas ?*

Avec un système numérique, il faut toujours les tensions de références, comme ci-dessus. Une logique appropriée permet d'obtenir les origines des angles de retard à l'allumage, pour chaque thyristor. L'angle de retard, ainsi que la linéarisation sont calculés dans le microprocesseur. Comme il s'agit d'un système discret, le microprocesseur a besoin, sur une entrée, d'une horloge synchronisée par une des tensions de référence ; elle doit être de fréquence suffisamment élevée pour assurer un pas de finesse convenable pour la discrétisation de l'angle de retard. Cette horloge peut être générée par un PLL qui assure la multiplication en fréquence de la fréquence du réseau d'alimentation.

PARTIE 3

3 ÉTUDE DE CAPTEURS

3.1 Capteur de température des cylindres en acier : capteur au silicium. Étude du circuit AD590

3.1.1 Relation donnant le courant d'émetteur d'un transistor à jonction en fonction de kT/q , I_s , β et de sa tension base émetteur V_{BE} , en conduction directe

$$I_E = I_s \cdot \left[\left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{kT}} - e^{\frac{q \cdot V_{BC}}{kT}} \right]$$

En conduction directe, $V_{BE} > 0$ et $V_{BC} \ll 0$, donc $I_E = I_s \cdot \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{kT}}$

Soit :

$$I_E = I_0 \cdot e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{kT}}$$

3.1.2 Les courants d'émetteur de Q3 et Q4 en fonction de I_T . Les courants d'émetteur de Q1 et de l'ensemble des transistors Q2

Les deux transistors Q3 et Q4 ont le même V_{BE} ; ils ont donc des courants d'émetteur identiques de valeur $\frac{I_T}{2}$. Ce courant issu de Q4 est aussi le courant d'émetteur de Q1.

Le courant $\frac{I_T}{2}$ issu de Q3 traverse Q2 qui est un ensemble en parallèle de 8 transistors identiques à Q1 et donc traversés chacun par le courant $\frac{I_T}{16}$.

3.1.3 Exprimer V_{BE1} en fonction de kT/q , et de I_T . V_{BE2} en fonction des mêmes grandeurs.

Montrer que $V_{BE1} - V_{BE2} = a \cdot \frac{kT}{q}$, où a est une constante.

D'après la question précédente, la tension base-émetteur de Q1 est :

$$V_{BE1} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_T}{2I_0} \right)$$

De même, la tension base-émetteur de l'ensemble Q2 est :

$$V_{BE2} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_T}{16I_0} \right)$$

Donc :

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \cdot \ln 8$$

3.1.4 Exprimer le courant induit par la différence de potentiel $V_{BE1} - V_{BE2}$, dans la résistance R. En déduire la relation entre I_T et les grandeurs kT/q , a, et R. Calculer R pour que

$$\frac{I_T}{T} = 1 \mu A/K.$$

La différence des tensions V_{BE1} et V_{BE2} , apparaît aux bornes de la résistance R qui est parcourue par le courant $\frac{I_T}{2}$. Donc $V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{R \cdot I_T}{2}$. Des deux expressions de $V_{BE1} - V_{BE2}$ on déduit que :

$$I_T = \frac{2}{R} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln 8$$

Cette expression montre que I_T est proportionnel à T et que le facteur de proportionnalité sera de $1 \mu A/K$ pour une valeur de R telle que $10^{-6} = \frac{2}{R} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln 8$,

soit :

$$R = \frac{2}{10^{-6}} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln 8$$

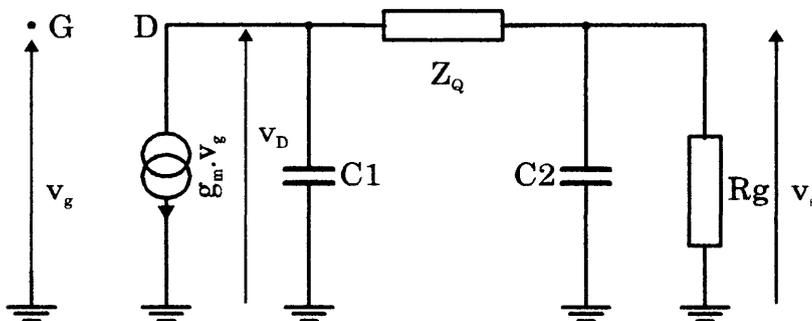
$\frac{k}{q}$ Peut se déterminer directement par la connaissance de la constante de Boltzmann et la charge

élémentaire. Mais on peut l'obtenir, sachant que $\frac{kT}{q} = 25,8mV/300K$. Alors : $R = \frac{2}{10^{-6}} \cdot \frac{25,8 \cdot 10^{-3}}{300} \cdot \ln 8$.

$$R = 358 \Omega$$

3.2 Capteur de température à quartz

3.2.1 Établir le schéma équivalent à petits signaux et en boucle ouverte du montage ; on notera g_m la transconductance du transistor.



On a $R_g \ll \frac{1}{C_2 \omega}$, donc on négligera R_g dans les expressions.

- Donner l'expression du gain $\frac{V_s}{V_g}$

La somme des courants au nœud D est nulle, donc :

$$g_m \cdot v_g + jC_1 \omega \cdot v_D + \frac{1}{Z_Q + \frac{1}{jC_2 \omega}} \cdot v_D = 0$$

On exprime v_D en fonction de v_s :

$$v_D = v_s \cdot \left(Z_Q + \frac{1}{jC_2 \omega} \right) \cdot jC_2 \omega$$

Par remplacement de v_D par sa valeur dans l'équation au dessus, on obtient :

$$g_m \cdot v_g + [j(C_1 + C_2)\omega - C_1 C_2 \cdot (R_Q + jX_Q)\omega^2] v_s = 0 \text{ avec } R_Q + jX_Q = Z_Q$$

D'où le gain :

$$\frac{v_s}{v_g} = \frac{g_m}{C_1 C_2 R_Q \omega^2 + j\omega \cdot \{C_1 C_2 X_Q \omega - (C_1 + C_2)\}}$$

- En déduire, quand le montage fonctionne en oscillateur (boucle fermée), l'équation donnant la pulsation des oscillations et l'inégalité qui traduit l'aptitude à leur démarrage.

Le montage fonctionne en oscillateur si :

1. La **partie imaginaire** de l'expression du gain est **nulle**,
2. La **partie réelle** est ≥ 1

La **première condition** donne :

$$X_Q = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 \omega_0}$$

équation qui en fixant la réactance du quartz, **détermine la fréquence d'oscillation**.

Pour la **seconde condition**, on obtient :

$$g_m \geq R_Q \cdot C_1 C_2 \cdot \omega_0^2$$

inégalité qui détermine la **transconductance nécessaire au démarrage et au maintien des oscillations**.

3.2.2 Montrer que Z_Q tend vers une limite purement réactive quand $Q \rightarrow \infty$

Pour $Q \rightarrow \infty$, le dénominateur de Z_Q tend vers $\omega C_0 Q^2 \eta^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2$

La partie réelle du numérateur contient Q , par conséquent R_Q est en $\frac{1}{Q}$. Donc

$R_Q R_Q \rightarrow 0$ pour $Q \rightarrow \infty$

En négligeant 1 devant le terme en Q^2 , au numérateur et au dénominateur, la partie imaginaire de

$$Z_Q \text{ tend vers : } \frac{-j}{\omega C_0} \cdot \frac{Q^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right] \left[\eta^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 - 1 \right]}{Q^2 \eta^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2}$$

On réduit au même dénominateur et sachant que $\eta = \frac{\omega_p}{\omega_s}$, on obtient :
$$\frac{-j}{\omega C_0} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_p^2)(\omega^2 - \omega_s^2) \left(\frac{\omega_p}{\omega_s}\right)^2}{\eta^2 (\omega_p^2 - \omega^2)(\omega_p^2 - \omega^2)}$$

Les termes en η^2 se simplifient ainsi que $\omega^2 - \omega_p^2$. On trouve finalement :

$$Z_Q \rightarrow jX_Q = -j \frac{1}{\omega C_0} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_s^2)}{(\omega^2 - \omega_p^2)}$$

3.2.3 Détermination de la pulsation des oscillations.

Dans l'expression donnant ci-dessus la pulsation d'oscillation, on remplace X_Q par sa valeur asymptotique qu'on vient de déterminer. On obtient :

$$C_1 + C_2 = -C_1 \cdot C_2 \cdot \frac{1}{C_0} \cdot \frac{\omega_0^2 - \omega_s^2}{\omega_0^2 - \omega_p^2} \quad \text{On pose } \frac{1}{C_{\text{ext}}} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$$

Donc C_{ext} est équivalent à la mise en série des deux capacités extérieures, C_1 et C_2 . Alors :

$$\omega_0^2 \left(1 + \frac{C_0}{C_{\text{ext}}}\right) = \omega_p^2 \cdot \frac{C_0}{C_{\text{ext}}} + \omega_s^2$$

On remplace ω_p par sa valeur en fonction de ω_s : $\omega_p^2 = \omega_s^2 \left(1 + \frac{C}{C_0}\right)$

$$\omega_0^2 \left(1 + \frac{C_0}{C_{\text{ext}}}\right) = \omega_s^2 \cdot \left[\left(1 + \frac{C}{C_0}\right) \left(\frac{C_0}{C_{\text{ext}}}\right) + 1 \right]$$

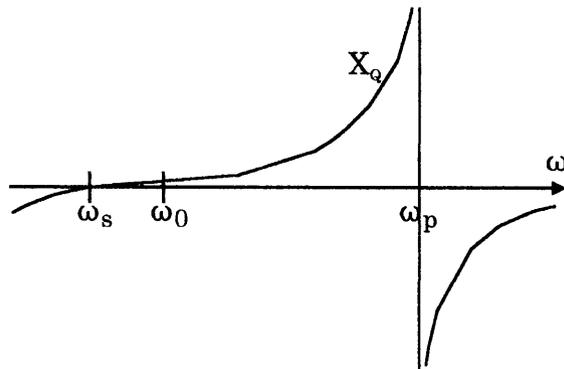
D'où finalement :

$$\omega_0^2 = \omega_s^2 \left(1 + \frac{C}{C_0 + C_{\text{ext}}}\right)$$

- Représenter sur l'axe des pulsations, les positions respectives de ω_s , ω_p et ω_0 et l'allure de X_Q dans ce voisinage.

D'après les équations donnant ω_p et ω_0 en fonction de ω_s , on a $\omega_s < \omega_0 < \omega_p$. D'après l'expression de X_Q , on voit que :

- pour $\omega < \omega_s$, $X_Q < 0$
- pour $\omega = \omega_s$, $X_Q = 0$
- entre ω_s et ω_p , X_Q est positif,
- pour $\omega = \omega_p$, $X_Q \rightarrow \infty$,
- pour $\omega > \omega_p$, $X_Q < 0$.



3.2.4 Calculer en fraction de f_s les fréquences f_p et f_0 .

De l'expression $Q = \frac{L\omega_s}{R}$, on en déduit L , ce qui permettra ensuite d'avoir C .

On trouve
$$L = \frac{Q.R}{2.\pi.f_s} = \frac{8000.1000}{2.\pi.28,208.10^6} = 0,045 \text{ H}$$

D'où
$$C = \frac{1}{L.(2.\pi.f_s)^2} = \frac{1}{0,045.(2.\pi.28,208.10^6)^2} = 0,70.10^{-15} \text{ F}$$

Alors
$$\frac{C}{C_0} = \frac{0,70.10^{-15}}{3,5.10^{-12}} = 0,0002, \text{ soit } f_p = f_s(1 + 0,0001)$$

Avec $C_1 = 100 \text{ pF}$ et $C_2 = 46 \text{ pF}$, on a $C_{\text{ext}} = 31,5 \text{ pF}$. $C_{\text{ext}} + C_0 = 35 \text{ pF}$.

Alors :
$$\frac{C}{C_0 + C_{\text{ext}}} = \frac{0,70.10^{-15}}{35.10^{-12}} = 0,00002, \text{ soit } f_0 = f_s(1 + 0,00001)$$

3.2.5 Déterminer la sensibilité $S = \frac{\Delta f}{\Delta T}$ de ce quartz.

Comme $f(T) = f_0(1 + aT)$, on a :
$$S = \frac{\Delta f}{\Delta T} = a.f_0$$

Avec $a = 35,45.10^{-6} / ^\circ\text{C}$, on obtient :

$$S = 35,45.10^{-6} . 28,208.10^6 \approx 1000 \text{ Hz}/_C$$

- En déduire la sensibilité relative du système de mesure de fréquence, pour mesurer des températures à $0,1 \text{ } ^\circ\text{C}$ près.

Pour mesurer des températures à $0,1 \text{ } ^\circ\text{C}$ près, il faudra un système de mesure de fréquence d'une sensibilité de 100 Hz , soit une précision relative de :

$$\frac{100}{28,208.10^6} \approx 4.10^{-6}$$

3.3 Conditionnement, transmission des grandeurs et reconversion

3.3.1 Calcul du courant I_{R2} et la valeur de R_2 .

La tension $V_{ref} = 1,23 \text{ V}$ est appliquée entre A et D. Le point C est sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, donc, si l'amplificateur n'est pas saturé, $V_C = V_D$. Par conséquent on retrouve V_{ref} aux bornes de R2. On veut un courant de décalage $I_0 = 273,15 \cdot 10^{-6} = 0,27315 \text{ mA}$. Alors

$$R_2 = \frac{V_{ref}}{I_0} = \frac{1,23}{0,27315 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_2 = 4,503 \text{ k}\Omega$$

3.3.2 Estimer les potentiels en A, B, C et D, ainsi que les courants consommés dans les différentes branches.

Le potentiel sur la base de Q1 ne peut pas être inférieur à $15 - 0,7 = 14,3 \text{ V}$. Donc en B le potentiel le plus bas est $13,6 \text{ V}$. En réalité il sera légèrement supérieur.

Pour déterminer les différents courants et potentiels, il faut établir le schéma de cette partie du circuit.

$$I_{R1} = \frac{V_B - V_A}{R_1} = \frac{V_B - (V_D + V_{ref})}{R_1},$$

$$I_{R3} = \frac{V_B - V_D}{R_3},$$

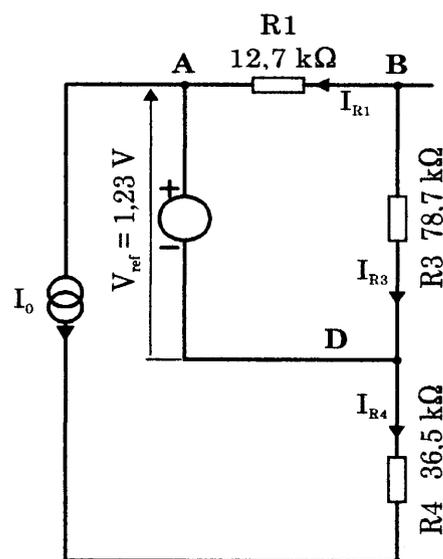
$$I_{ref} = I_{R1} - I_0$$

$$I_0 = 0,273 \text{ mA}, \quad V_D = R_4 \cdot (I_{ref} + I_{R3})$$

$$\text{On en déduit : } V_D = \frac{V_B \cdot \left(\frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_3} \right) - R_4 \cdot \left(I_0 + \frac{V_{ref}}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4}{R_3} \right)}$$

Le tableau ci-dessous résume, pour $V_B = 13,6 \text{ V}$ et $14,6 \text{ V}$, les différentes valeurs de potentiel et de courants.

V_B	13,6	14,6
V_D (V)	7,35	8,12
V_A (V)	8,58	9,35
I_{R1} (mA)	0,395	0,413
I_{R3} (mA)	0,079	0,082
$I_{R1} + I_{R3}$ (mA)	0,474	0,495



En plus de ces courants consommés par les circuits étudiés ci-dessus, le circuit AD564 consomme au maximum $3,0 \text{ mA}$, non compris le courant parcourant T2.

- En déduire, à quelques % près, le courant total consommé dans la sonde, ce pour les deux configurations :
 - T2 bloqué,
 - T2 saturé.

En déduire, dans chacun des cas l'état de T1 et la tension de sortie recueillie sur son collecteur.

- Lorsque **T2 est bloqué**, le seul courant consommé par l'ensemble de la sonde est au maximum de $I_S = 3,5 \text{ mA}$. Alors la chute de tension dans R6 est :
 $V_{BE1} = I_S \cdot R_6 = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 140 = 0,49 \text{ V}$. Ce potentiel est inférieur à la tension de seuil de conduction du transistor T1.

⇒ **T1 est bloqué, son collecteur est à 0 V**

- Lorsque **T2 est saturé**, le courant I_{T2} qui le parcourt vient s'ajouter au courant précédent.

$$I_{T2} = \frac{V_S - V_{CEsat}}{R_5} \approx \frac{14,3 - 0,4}{2,7 \cdot 10^3} = 5,1 \text{ mA}$$

Alors $I_S = 3,5 + 5,1 = 8,6 \text{ mA}$ et $V_{BE1} = 8,6 \cdot 10^{-3} \cdot 140 = 1,2 \text{ V}$.

⇒ **T1 est saturé, son collecteur est à 15 V**

Remarque : V_{BE1} ne peut pas dépasser 0,7 ou 0,8 V. Le surcroît de courant provient de la base de T1, assurant ainsi sa saturation.

3.3.3 Quel est le rôle des deux composants Di et Cd ?

La capacité Cd sert à filtrer l'alimentation de la sonde qui varie légèrement sur l'anode de la diode entre 14,3 et 14,51 V, selon l'état de T1. La diode Di sert, lorsque la tension sur son anode chute, à éviter de décharger la capacité Cd.

3.3.4 Argumenter sur les avantages (et éventuellement les inconvénients) de ce système de transmission de l'information de température, dans un milieu industriel.

On transmet une grandeur binaire (ici une variation de courant), dont la fréquence est fonction de la grandeur analogique d'entrée. On s'assure ainsi une très grande immunité au bruit.

3.3.5 On souhaite que le montage ait une sensibilité de 100 Hz/°C. En déduire la valeur de la capacité Cf. Quelles précautions faut-il prendre quant au choix de ce composant ?

La notice nous indique que $f = \frac{I_E}{(V_0) \cdot C_f}$ avec $V_0 = 10 \text{ V}$. I_E étant variant de $1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$, la variation de

fréquence correspondante doit être de 100 Hz. Donc $C_f = \frac{\Delta I_E}{(V_0) \cdot \Delta f} = \frac{10^{-6}}{10 \cdot 100}$

$$C_f = 1 \text{ nF}$$

Il faut que ce condensateur soit de **très bonne qualité**, avec le coefficient de température le plus faible possible. On choisira par exemple, un condensateur avec un diélectrique au téflon.

3.3.6 Sans faire de calcul, expliquer le principe d'une boucle à verrouillage de phase et comment elle pourrait intervenir dans la conversion fréquence/tension, en aval du montage précédent.

Le signal entre sur une entrée d'un comparateur de phase. L'autre entrée reçoit le signal prove-

nant d'un oscillateur commandé en tension (VCO). Le signal de sortie du comparateur est une composition des deux signaux d'entrée (somme de produits de signaux périodiques). Parmi l'ensemble des signaux de sortie, un seul est à basse fréquence ; c'est le battement entre les deux signaux d'entrée. Un filtre passe-bas élimine toutes les autres composantes. La tension BF résultante alimente le VCO.

Moyennant certaines conditions sur les fréquences, le système se verrouille, ce qui signifie que la fréquence du signal délivré par le VCO, suit la fréquence du signal d'entrée. Si la réponse du VCO est bien linéaire, sa tension de commande est l'image de la fréquence du signal. On constitue ainsi un discriminateur de fréquence. Ce montage peut être utilisé pour convertir en tension le signal reçu de la sonde de température.

PARTIE 4

4 ASSERVISSEMENT DE LA TEMPÉRATURE DES CYLINDRES DE CALANDRAGE

4.1 Puissance nécessaire au maintien de la température du cylindre

La puissance à fournir est la somme de la puissance évacuée par le papier dont la température s'élève de 8 °C et de celle nécessaire à maintenir le cylindre à 80 °C.

4.1.1 Établir l'expression de la puissance P1 évacuée par le papier, pour la vitesse nominale de 13 m/s. Donner sa valeur numérique.

$$P1 = M_{sp} \cdot L_p \cdot v_n \cdot C_p \cdot \Delta\theta_p$$

$$P1 = 80 \cdot 10^{-3} \cdot 5,2 \cdot 13 \cdot 1200 \cdot 8$$

$$P1 = 52 \text{ kW}$$

4.1.2 La convection s'effectue sur toute la surface du cylindre. Établir l'expression de la puissance P2 nécessaire au maintien de sa température θ . Donner sa valeur numérique pour $\theta = 80$ °C.

$$\text{Puissance pour maintenir le cylindre : } P2 = K_c \cdot S \cdot \Delta\theta_c = K_c \cdot (2\pi R_c L_c + 2\pi R_c^2) \cdot \Delta\theta_c$$

$$P2 = 3,5 \cdot (2\pi \cdot 0,25 \cdot 6 + 2 \cdot \pi \cdot 0,25^2) \cdot (80 - 20)$$

$$P2 = 2062 \text{ W}$$

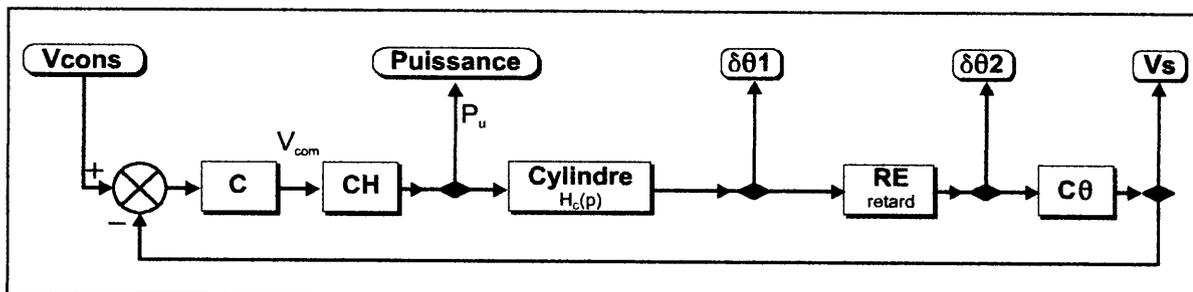
4.1.3 En déduire la puissance totale à fournir au cylindre dans les conditions de fonctionnement données ci-dessus.

Puissance totale à fournir au cylindre

$$P = P_1 + P_2 = 54 \text{ kW}$$

4.2 Mise en température du cylindre et régulation avant fonctionnement en calandrage

4.2.1 Schéma si on raisonne en variation de température (modèle dynamique)



Avec $\delta\theta = \theta_{\text{Cylindre}} - \theta_{\text{Ambiante}}$ notée θ par la suite. La consigne appliquée devient l'écart de consigne.

4.2.2 Expression de la fonction de transfert du bloc « cylindre » $H_c(p)$

$$P(t) = M.C_c \cdot \frac{d\theta}{dt} + K_c.S.\theta \text{ d'où } P(p) = \theta(p) \cdot (M.C_c.p + K_c.S). \text{ Soit : } \frac{\theta(p)}{P(p)} = \frac{1}{M.C_c.p + K_c.S} = \frac{1}{K_c.S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{M.C_c}{K_c.S}.p}$$

Où M représente la masse du cylindre.

$$\text{A.N. : } K_c.S = 3,5.9,82 \qquad K_c.S = 34,37 \text{ W/}^\circ\text{C}$$

$$M.C_c = \pi.R^2.L_c.M_c \cdot 10^{-3} \cdot C_c = \pi.0,25^2.6.7,9.10^3.420$$

$$M.C_c = 3,9.10^6 \text{ J/}^\circ\text{C}$$

$$\text{Donc } H_c(p) = \frac{0,029}{1 + 113471.p}$$

4.2.3 On suppose $C = 1$ et $H_c(p) = \frac{0,03}{1 + 10^5.p}$

- à quelles valeurs de $K_c.S$ et de $M.C_c$ correspondent les coefficients retenus ?

D'après l'équation de la fonction du transfert du bloc « cylindre » on en déduit que :

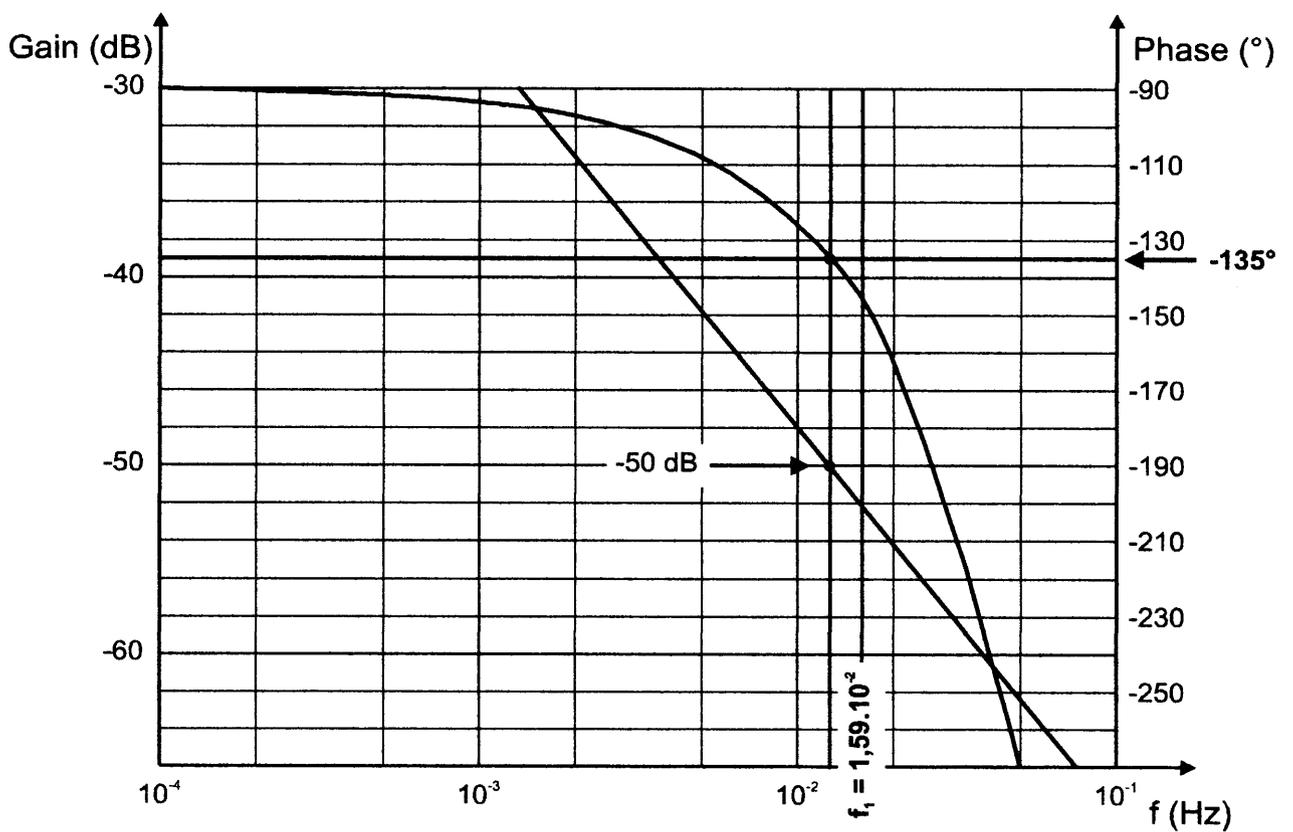
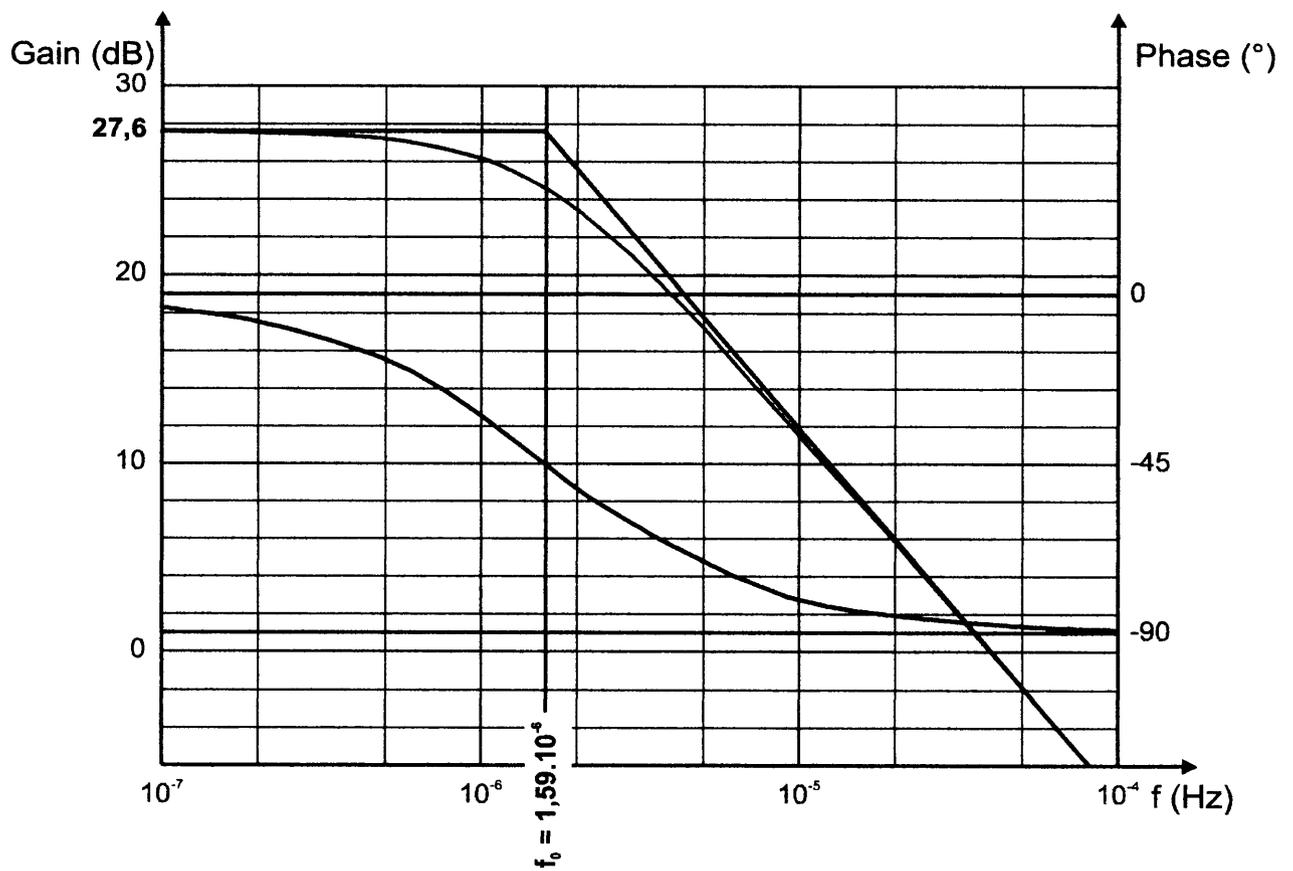
$$K_c.S = 33,33 \text{ W/}^\circ\text{C} \text{ et } M.C_c = 3,33.10^6 \text{ J/}^\circ\text{C}$$

- Fonction de transfert en boucle ouverte de l'ensemble

$$H_{Bo}(p) = \frac{V_s(p)}{V_{cons}(p)} = C.CH.H_c.C\theta.e^{-RE.p} \text{ soit } H_{Bo}(p) = \frac{1.8000.0,03.0,1.e^{-10.p}}{1 + 100000.p}$$

$$H_{Bo}(p) = \frac{24.e^{-10.p}}{1 + 100000.p}$$

- Diagramme de Bode de l'ensemble en faisant apparaître l'influence du retard.



4.2.4 Valeur maximale de C pour une marge de phase de 45°

Le retard pur étant très petit devant la constante de temps principale, on peut considérer que la phase qu'il introduit s'ajoute à -90° .

La pulsation principale est $\omega_0 = 10^{-5}$ rd/s.

L'amplitude maximale est 24, soit $A = 20 \log(24) = 27,6$ dB.

Le retard pur aura introduit une phase supplémentaire de $\frac{\pi}{4}$ pour $10 \cdot \omega_1 = \frac{\pi}{4}$,

soit $\omega_1 = 0,07854$ rd/s

Pour cette valeur de ω_1 , nous aurons $A = 27,6 - 20 \cdot \log\left(\frac{\omega_1}{\omega_0}\right) = 27,6 - 20 \cdot \log(7854) = -50$ dB

Le gain maximum acceptable avec une marge de phase de 45° est donc $10^{\frac{50}{20}} = 316$

- *Calculer la valeur de C donnant une précision de 1%*

En boucle fermée, la valeur finale de v_s est : $V_s = V_{\text{cons}} \frac{24 \cdot C}{1 + 24 \cdot C}$

Pour une erreur de 1%, $\frac{24 \cdot C}{1 + 24 \cdot C} = 0,99$, soit $24 C = 99$.

La valeur qui permet une précision de 1% est $C = 4,125$

- *Conclusion*

Avec $C = 4,125$, la précision souhaitée est de 1% ; le gain limite ($C = 316$), permet une précision de 1,3/10000. **Un correcteur proportionnel suffit.**

4.3 Régulation de température en mode « tout ou rien »

4.3.1 Expression temporelle de la montée en température

$$\theta(t) = \frac{P}{K_C \cdot S} (1 - e^{-\omega_0 t}) = 2400 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{100000}}\right)$$

- *Calculer le temps mis pour passer de 20 à 80,5 °C.*

$$80,5 - 20 = 2400 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{100000}}\right)$$

donc : $t_m = 2553$ s

- *Calculer, compte-tenu du retard, la température maximale atteinte.*

Compte tenu du retard pur, le capteur n'atteindra cette valeur que 10 s plus tard et la variation de température sera de $= 2400 \cdot \left(1 - e^{-\frac{2553+10}{100000}}\right) = 60,73$ °C. La température atteinte sera de :

$$80,73 \text{ °C}$$

4.3.2 Expression temporelle de la descente en température

$$\theta(t) = 60,73 \cdot \left(e^{-\frac{t}{100000}} \right)$$

- *Temps mis pour passer de θ_{MAX} à 79,5 °C*

$$59,5 = 60,73 \cdot \left(e^{-\frac{t}{100000}} \right)$$

soit : $t_d = 2046 \text{ s}$

- *Compte tenu du retard pur...*

la température descendra à : $79,494 \text{ °C}$

4.3.3 En régime établi, calculer le temps de chauffe et le temps total de cycle. Justifier le rapport entre ces valeurs compte tenu du $K_C.S$ déduit de la fonction de transfert $H_C(p)$.

Le temps de chauffe en régime établi est la différence entre le temps t_1 nécessaire pour passer de 20 °C à 80,73 °C et le temps t'_1 qu'il faudrait pour passer de 20 °C à 79,494 °C.

$59,494 = 2400 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1}{100000}} \right)$. On trouve $t'_1 = 2510 \text{ s}$. Le temps de chauffe en régime établi est donc :

$$t_{ch} = 2563 - 2510 = 53 \text{ s}$$

Le temps de refroidissement est : $t_{ref} = 2046 + 10 = 2056 \text{ s}$

Temps total de cycle : $t_{cycl} = 2056 + 53 = 2109 \text{ s}$

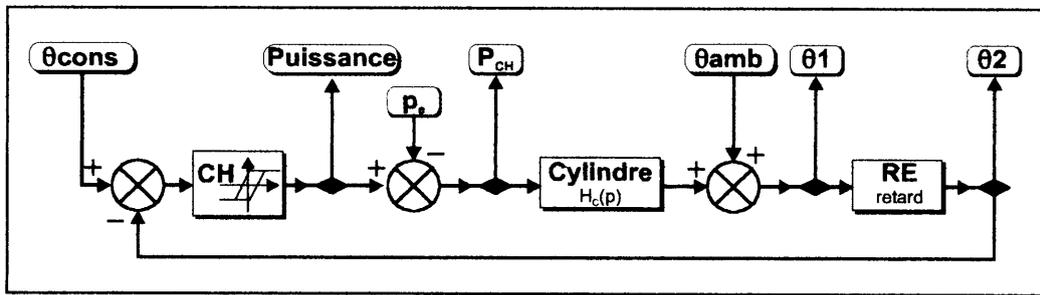
Rapport entre ces valeurs : $\frac{t_{ch}}{t_{cycl}} = \frac{53}{2109} = 0,0251$

$$\frac{K_C.S.\theta}{P} = \frac{1}{80000} \cdot 60 = 0,03$$

$= 0,025$. **Ces valeurs sont très proches.**

4.4 Régulation en mode « tout ou rien » de la température du cylindre en calandrage

4.4.1 Schéma bloc correspondant au calandrage à vitesse nominale



p_e : Puissance évacuée par le papier = 52 kW.

P_{ch} : Puissance de chauffe = [0 ou 80 kW] - p_e .

4.4.2 Relations linéarisées autour de 80°C de la croissance et de la décroissance de la température

Sans second membre : $\theta = K \cdot e^{-\frac{t}{10^5}}$ avec $\theta = \theta_{cyl} - \theta_{Amb}$

☞ : les températures exprimées ci-dessous sont **celles du cylindre moins la température ambiante**. Ainsi, quand il est question de 60 °C, la température du cylindre est bien 80 °C.

Croissance de la température

- **Solution particulière** : $\theta_r = \frac{P - p_e}{K_c \cdot S} = (80\,000 - 52\,000) \cdot 0,03 = 840 \text{ °C}$
- **Solution générale** : On prend pour origine l'instant pour lequel $\theta = 60 \text{ °C}$.

$$\theta = \theta_r + K \cdot e^{-\frac{t}{10^5}} = 840 - (840 - 60) \cdot e^{-\frac{t}{10^5}}$$

Comme $t \ll 10^5$, on peut effectuer un développement limité de l'exponentielle ; alors :

$$\theta \approx 840 - (840 - 60) \cdot \left(1 - \frac{t}{10^5}\right)$$

$$\theta \approx 60 + \frac{780}{10^5} \cdot t$$

Linéarisée autour de 60 °C : $\frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{780}{100\,000} = +0,0078 \text{ °C/s}$.

Pour passer à + 0,5 °C : $\Delta t = \frac{0,5}{0,0078} = 64,1 \text{ s}$. Après 10s... l'élévation sera de 0,078 °C.

Soit : $\Delta\theta = 60,578 \text{ °C en } 74,1 \text{ s}$

Décroissance de la température

- **Solution particulière** : $\theta_{r1} = \frac{-p_e}{K_c \cdot S} = -(52\,000) \cdot 0,03 = -1560 \text{ °C}$
- **Solution générale** : On prend pour origine l'instant pour lequel $\theta = 60,578 \text{ °C}$.

$$\theta = \theta_{r1} + K \cdot e^{-\frac{t}{10^5}} = -1560 - (-1560 - 60) \cdot e^{-\frac{t}{10^5}}$$

Comme ci-dessus on effectue un développement limité de l'exponentielle :

$$\theta \approx 60 - \frac{1620}{10^5} \cdot t$$

Linéarisée autour de 60 °C : $\frac{\Delta\theta}{\Delta t} = \frac{-1620}{100\,000} = -0,0162 \text{ °C/s}$

Pour passer de 60,578 °C à 59,5 °C, soit $\Delta\theta = -1,078 \text{ °C}$: $\Delta t = \frac{-1,078}{-0,0162} = 66,5 \text{ s}$.

Après 10s... baisse de 0,162 °C.

Soit : $\Delta\theta = 59,338 \text{ °C}$ en 76,5 s

Pour remonter de 59,338 °C à 60 °C : il faut $\frac{0,662}{0,0078} = 84,9 \text{ s}$

Temps total de chauffe : $74,1 + 84,9 = 159,0 \text{ s}$

Temps total de cycle : $158,9 + 76,5 = 235,4 \text{ s}$

Le rapport cyclique est : $\frac{159,0}{235,4} = 0,675$

ce qui correspond à une puissance moyenne de : $80\,000 \cdot 0,675 = 54\,036 \text{ W}$. La puissance calculée étant de **54 062 W**. Les approximations donnent d'excellents résultats.

4.4.3 Caractéristique $\theta(t)$

☞ : les températures représentées sont **les vraies températures** du cylindre.

